

Circuit arrangement for measuring the transmission quality of a digital test object

Patent number: DE3338193
Publication date: 1985-05-02
Inventor: SEDLMEYER ROBERT DIPL ING (DE)
Applicant: INST RUNDFUNKTECHNIK GMBH (DE)
Classification:
- **international:** G01R23/20
- **europen:** G01R23/20; G01R27/28
Application number: DE1983338193 19831020
Priority number(s): DE1983338193 19831020

Abstract of DE3338193

In order to measure the transmission quality of a digital test object, a circuit arrangement is proposed in which a test signal is generated, said signal is passed to a test object and the signal transmitted by the test object is analyzed again. In this case, both the generation of a digital test signal and the analysis are carried out at the digital level. The digital test signal is transformed from the time domain into the frequency domain after passing through the test object and, if necessary, the original test signal, the DC voltage component and the distortion components are filtered out from the test signal which has been convolved in this way. Furthermore, the convolved test signal can be subjected to frequency analysis with respect to interference susceptibility, in the frequency domain, before or after filtering. Subsequently, the resulting signal is transformed back into the time domain and is supplied to a peak-value rectifier which is implemented by means of a specific computing function for the sample values of the digital test signal. Finally, the signal resulting from the peak-value rectification is supplied to a digital filter, which simulates a measuring element and is likewise implemented by means of a specific computing function.

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide



DEUTSCHES
PATENTAMT

(21) Aktenzeichen: P 33 38 193.3
(22) Anmeldetag: 20. 10. 83
(43) Offenlegungstag: 2. 5. 85

(71) Anmelder:

Institut für Rundfunktechnik GmbH, 8000 München,
DE

(72) Erfinder:

Sedlmeyer, Robert, Dipl.-Ing.(FH), 8045 Ismaning,
DE

Gebrüderleigentum

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

(54) Schaltungsanordnung zum Messen der Übertragungsqualität eines digitalen Prüfobjektes

Zum Messen der Übertragungsqualität eines digitalen Prüfobjektes wird eine Schaltungsanordnung vorgeschlagen, bei welcher ein Prüfsignal erzeugt, dieses an ein Prüfobjekt weitergegeben und das vom Prüfobjekt übertragene Signal wieder analysiert wird. Dabei wird sowohl die Erzeugung eines digitalen Prüfsignals als auch die Analyse in der digitalen Ebene durchgeführt. Das digitale Prüfsignal wird nach Durchlaufen des Prüfobjektes aus der Zeitebene in die Frequenzebene transformiert und gegebenenfalls aus dem so gefalteten Prüfsignal das ursprüngliche Prüfsignal, die Gleichspannungskomponente und die Klirrkomponenten ausgefiltert. Ferner kann das gefaltete Prüfsignal in der Frequenzebene vor oder nach der Filterung einer Frequenz-Bewertung in bezug auf die Störempfindlichkeit unterzogen werden. Anschließend wird das resultierende Signal in die Zeitebene rücktransformiert und einem Spitzenwertgleichrichter zugeführt, der durch eine bestimmte Rechenfunktion für die Abtastwerte des digitalen Prüfsignals realisiert ist. Schließlich wird das aus der Spitzenwertgleichrichtung resultierende Signal einem ein Meßwerk simulierenden digitalen Filter zugeführt, welches ebenfalls durch eine bestimmte Rechenfunktion realisiert ist.

DE 3338193 A1

DE 3338193 A1

1. INSTITUT FÜR RUNDFUNKTECHNIK
GMBH
8000 MÜNCHEN 45

REG. 694

5

SCHALTUNGSANORDNUNG ZUM MESSEN DER ÜBERTRAGUNGSQUALITÄT EINES DIGITALEN PRÜFOBJEKTES

10

PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltungsanordnung zum Messen der Übertragungsqualität eines digitalen Prüfobjektes, bei welcher ein Prüfsignal erzeugt, dieses an ein Prüfobjekt weitergegeben und das vom Prüfobjekt übertragene Signal wieder analysiert wird, dadurch gekennzeichnet, daß zur Messung von Quantisierungsrauschen
 - sowohl die Erzeugung eines digitalen Prüfsignals als auch die Analyse in der digitalen Ebene durchgeführt wird,
 - das digitale Prüfsignal nach Durchlaufen des Prüfobjektes aus der Zeitebene in die Frequenzebene transformiert wird und anschließend aus dem so gefalteten Prüfsignal das ursprüngliche Prüfsignal, die Gleichspannungskomponente und die Klirrkomponenten ausgefiltert werden,
 - das gefaltete Prüfsignal in der Frequenzebene vor oder nach der Filterung einer Frequenz-Bewertung in bezug auf die Störempfindlichkeit unterzogen wird,

-2-

1 - das gefilterte und bewertete Signal in die Zeit-
ebene rücktransformiert und einem Spitzenwert-
gleichrichter zugeführt wird, wobei der Spitzen-
wertgleichrichter durch folgende Rechenfunktion
5 für die Abtastwerte des digitalen Prüfsignals
realisiert ist:

Für $|X_n| > Y_{n-1}$ gilt: $Y_n = |X_n| \cdot b_o - Y_{n-1} \cdot a_1$;

10 oder näherungsweise (mit $a_1 \approx b_o - 1$):

$$Y_n = Y_{n-1} + (|X_n| - Y_{n-1}) \cdot b_o;$$

für $|X_n| < Y_{n-1}$ gilt: $Y_n = Y_{n-1} \cdot a_1$;

15 hierin bedeuten:

X_n die Abtastwerte vor dem Spitzenwert-
gleichrichter;

20 Y_n die Abtastwerte nach dem Spitzenwert-
gleichrichter;

a_1, b_o und a'_1 Koeffizienten, die sich nach folgenden
Beziehungen errechnen:

$$25 \quad a_1 = -e \quad ; \quad \frac{-1}{f_a} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right)$$

$$b_o = \frac{1}{\tau_1} \cdot \frac{1}{f_a} ;$$

$$30 \quad a'_1 = -e \quad ; \quad - \left(\frac{1}{\tau_2} \cdot \frac{1}{f_a} \right)$$

mit f_a = Abtastfrequenz

35 τ_1 = Ansprechzeit
 τ_2 = Abfallzeit;

1 - und das aus der Spitzenwertgleichrichtung resultierende Signal einem ein Meßwerk simulierenden digitalen Filter zugeführt wird, welches durch folgende Rechenfunktion realisiert ist:

5

$$y_n = x_n \cdot b'_0 - y_{n-1} \cdot a'_1;$$

oder näherungsweise (mit $a'_1 \approx b'_0 = 1$):

10

$$y_n = y_{n-1} + (x_n - y_{n-1}) \cdot b'_0;$$

hierin bedeuten:

15

$$b'_0 = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{f_a};$$

$$- \left(\frac{1}{f_a} \cdot \frac{1}{\tau} \right);$$

$$a'_1 = -e$$

20

mit τ = Zeitkonstante

x_n = die Abtastwerte vor dem digitalen Filter
 y_n = die Abtastwerte nach dem digitalen Filter.

25

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ein in Zeitblöcke unterteiltes Prüfsignal verwendet wird, und daß nach erfolgtem Einschwingen des zu messenden digitalen Prüfobjektes der letzte Zeitblock des Prüfsignals vor der Transformation in die Frequenzebene selektiert, nach erfolgter Rücktransformation in die Zeitebene mehrfach aneinandergefügt und dem Spitzenwertgleichrichter zugeführt wird.

30

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ein in Zeitblöcke unterteiltes Prüfsignal verwendet wird, und daß nach erfolgtem

35

1 Einschwingen des zu messenden digitalen Prüfobjektes mehrere Zeitblöcke vom Ende des Prüfsignals vor der Transformation in die Frequenzebene selektiert, nach erfolgter Rücktransformation in die Zeitebene gegebenenfalls überlappend aneinandergefügt und dem Spitzenwertgleichrichter zugeführt werden.

5 4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zur Messung des sogenannten Leerkanalgeräusches anstelle des Quantisierungsrauschens ein Prüfsignal verwendet wird, das dem dauernden Abtastwert Null entspricht und daß das Ausfiltern von Prüfsignal und Klirrkomponenten in der Frequenzebene weggelassen wird.

10 15 5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zur Messung der sogenannten Distortion anstelle des Quantisierungsrauschens aus den einzelnen Spektralkomponenten des nach der Ausfilterung des ursprünglichen Prüfsignals vorhandenen Signals der quadratische Mittelwert gebildet wird, welcher den Meßwert für die Distortion darstellt.

25

30

35

1. INSTITUT FÜR RUNDFUNKTECHNIK
GMBH
8000 MÜNCHEN 45

REG. 694

5

BESCHREIBUNG

10 Die Erfindung bezieht sich auf einen digital arbeitenden Geräuschspannungsmesser für ein digitales Prüfobjekt gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

15 Die Geräuschspannungsmessung von Quantisierungsrauschen an digitalen Prüfobjekten, wie beispielsweise Audiogeräten, wird bisher nur im analogen Bereich vorgenommen. Dazu wird üblicherweise eine analoge Sinusschwingung großer Reinheit erzeugt, die über einen Analog/Digital-Wandler dem Prüfobjekt in Form von digitalen Abtastwerten 20 zugeführt wird. Nach Passieren des Prüfobjektes werden die Abtastwerte durch einen Digital/Analog-Wandler wieder in ein analoges Signal rückgewandelt und mit Hilfe eines Hochpaßfilters das ursprüngliche Prüfsignal und dessen Klirrkomponenten ausgefiltert. Anschließend wird 25 das verbleibende Geräuschsignal mit einem konventionellen, analogen Geräuschspannungsmesser, welcher ein Störbewertungsfilter und einen Spitzenwertgleichrichter enthält, gemessen. Man erhält dabei den bewerteten Quasi-Spitzenwert der Geräuschspannung nach CCIR Rec. 468/3.

30

Zur Messung der sogenannten Distortion wird genauso vorgegangen, nur das Ausfiltern des ursprünglichen Prüfsignals und dessen Klirrkomponenten kann entfallen, da anstatt des Geräuschspannungsmessers ein sogenannter

35 Distortionanalysator verwendet wird, der das ursprüng-

1 liche Prüfsignal ausfiltert und aus dem verbleibenden
Signal den Distortionmeßwert gewinnt.

5 Diese Vorgehensweise erlaubt es jedoch nicht, rein digi-
tal arbeitende Geräte, wie beispielsweise Abtastraten-
Wandler oder digitale Mischpulte, zu messen, ohne dabei
Analog/Digital- sowie Digital/Analog-Wandler mitzumessen,
die mit ihren Geräusch- bzw. Distortionwerten oft weit
schlechter sind als das eigentliche Prüfobjekt. Es wäre
10 daher erwünscht, solche Messungen mit einem rein digital
arbeitenden Distortion- und Geräuschspannungsmesser ohne
Zuhilfenahme von Analog/Digital- und Digital/Analog-
Wandlern durchzuführen. Auch die Messung von Geräten,
die selbst Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandler
15 enthalten, könnte bei Verwendung einer rein digitalen
Meßmethode leichter und mit geringerem Aufwand vorge-
nommen werden. Ein automatischer Selbsttest von Geräten
wäre mit einer solchen Meßmethode leicht erzielbar.

20 Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht demgemäß
darin, einen digital arbeitenden Geräuschspannungsmesser
der eingangs erwähnten Art zu schaffen, welcher
keinerlei Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandler
zur Messung benötigt und damit eine exaktere Messung
25 des eigentlichen digitalen Prüfobjektes ermöglicht.

30 Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die kennzeich-
nenden Merkmale des Patentanspruchs 1 gelöst. Vorteil-
hafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen des Geräusch-
spannungsmessers nach Anspruch 1 ergeben sich aus den
Unteransprüchen.

Die Erfindung wird nachstehend anhand eines Ausführungs-
beispiels in den Zeichnungen näher erläutert. Es zeigt:

1 Fig. 1 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Geräuschspannungsmessers;

5 Fig. 2 eine vereinfachte Darstellung des Blockschaltbildes nach Fig. 1, wobei zwischen den einzelnen Schaltungsblöcken die jeweiligen Signale schematisch in Form von Zeitblöcken gezeigt sind und zur Analyse nur der letzte Zeitblock des Prüfsignals verwendet wird;

10 Fig. 3 eine ähnliche Darstellung wie in Fig. 2, wobei jedoch mehrere Zeitblöcke des Prüfsignals zur Analyse verwendet werden;

15 Fig. 4 ein Blockschaltbild wie in Fig. 1, jedoch ohne die zur Leerkanalgeräuschmessung nicht benötigten Schaltungsblöcke zur Durchführung der Bearbeitungsschritte "Prüfsignal ausfiltern" und "Klirrkomponenten ausfiltern", und

20 Fig. 5 ein Blockschaltbild wie in Fig. 1, jedoch mit zusätzlichen Schaltungsblöcken zur Gewinnung eines Distortion-Meßwertes.

Das in Fig. 1 veranschaulichte Blockschaltbild umfaßt einen Prüfsignalgenerator 1, welcher ein in Fig. 2 schematisch in Form von Zeitblöcken gezeigtes Prüfsignal 101 erzeugt. Das Prüfsignal 101 besteht aus einer Folge digitaler Abtastwerte, welche das Abbild einer Sinusschwingung darstellen. Das Prüfsignal 101 wird, wie aus Fig. 1 weiter hervorgeht, an ein Prüfobjekt 2 weitergeleitet, welches beispielsweise ein digitales Mischpult sein kann. Das mit Geräuschkomponenten

1 beaufschlagte Signal 102 (Fig. 2) am Ausgang des Prüf-
objektes 2 wird in einem Fourier-Wandler 3 einer Fast-
Fourier-Transformation unterzogen, wodurch man eine
5 Abbildung des bislang als Zeitfunktion vorliegenden
Signals 102 in die Frequenzebene erhält, wie in Fig. 1
durch eine gestrichelte Trennlinie angedeutet ist.
In der Frequenzebene lassen sich auf einfache Weise
10 die Gleichspannungskomponente, das ursprüngliche Prüf-
signal 101 sowie die Klirrkomponenten entfernen, was
mittels Filter 4, 5 und 6 erfolgt. Die Filter 4, 5
und 6 haben praktisch die Charakteristik eines idealen
15 Notch-Filters. Die verbleibenden Geräuschkomponenten
stellen das weiter zu verarbeitende Signal dar und
werden anschließend in einem digitalen Störbewertungs-
filter 7 gemäß CCIR Rec. 468/3 spektral gefärbt. Nach
einer Fast-Fourier-Rücktransformation mittels des Fourier-
lbers 8 stehen sie wieder als digitale Abtastwerte in
15 der Zeitebene zur Verfügung. Im nächsten Verarbeitungs-
schritt wird das rücktransformierte Signal 103 über
20 einen digitalen Spitzenwertgleichrichter 9 geführt und
anschließend in einer digitalen Schaltung 10 zur Simu-
lation des Einschwingverhaltens von analogen Meßgeräten
so verarbeitet, daß man nach einer Mittelung mit Hilfe
eines Mittelwertbildners 11 einen Meßwert erhält, der
25 dem Geräuschspannungsmeßwert bei einer analogen Messung
vergleichbar ist. Dieser Meßwert wird von der Meßwert-
ausgabe 12 ausgegeben.

Der Spitzenwertgleichrichter 9, der sich bei der kon-
30 ventionellen, analogen Messung im analog arbeitenden
Geräuschspannungsmesser befindet, wird vorliegend in
der digitalen Ebene durch einen Rechner realisiert,
welcher das nachstehend erläuterte Rechenprogramm
durchführt. Dabei wird der Betrag des digitalen Ab-
35 tastwertes X_n vor dem Spitzenwertgleichrichter 9 auf

1 seine Größe gegenüber dem vorangegangenen Abtastwert Y_{n-1} am Ausgang des Spitzenwertgleichrichters 9 verglichen. In Abhängigkeit von diesem Vergleich wird der Abtastwert X_n einer digitalen Filterung gemäß der Rechen-
 5 vorschrift $Y_n = X_n / b_o - Y_{n-1} \cdot a_1$ oder einer digitalen Filterung entsprechend der Rechenvorschrit $Y_n = Y_{n-1} \cdot a'_1$ zugeführt.

Die Koeffizienten a_1 , a'_1 und b_o der erwähnten Rechen-
 10 vorschriften ergeben sich dabei entsprechend den Funktionen:

$$a_1 = -e^{-\frac{1}{f_a} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right)} ;$$

$$a'_1 = -e^{-\left(\frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{f_a} \right)} ;$$

$$b_o = \frac{1}{\tau_1} \cdot \frac{1}{f_a} ,$$

wobei f_a die Abtastfrequenz, τ_1 die Ansprechzeit von beispielsweise 1 ms und τ_2 die Abfallzeit von beispielsweise 250 ms des Spitzenwertgleichrichters 9 bedeuten.

Unter Zugrundelegung der Näherung $a_1 \approx b_o = 1$ lässt sich die Rechenvorschrift für die erstgenannte digitale Filterung vereinfachen zu:

$$Y_n = Y_{n-1} + (X_n / - Y_{n-1}) \cdot b_o .$$

Die Schaltung 10 zur Simulation des Einschwingverhaltens von analogen Meßgeräten wird in der digitalen Ebene durch ein digitales Filter realisiert, welches der Rechenvorschrift $Y_n = X_n \cdot b'_o - Y_{n-1} \cdot a'_1$ genügt. Unter Zugrundelegung der Näherung $a'_1 \approx b'_o = 1$ lässt sich diese Rechenvorschrift vereinfachen zu:

$$1 \quad Y_n = Y_{n-1} + (X_n - Y_{n-1}) \cdot b'_0 .$$

Die Koeffizienten a'_1 und b'_0 berechnen sich gemäß den Gleichungen:

$$5 \quad a'_1 = -e^{-\left(\frac{1}{f_a} \cdot \frac{1}{\tau}\right)} \text{ und } b'_0 = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{f_a} ,$$

10 wobei f_a wiederum die Abtastfrequenz bedeutet und τ mit einem beispielsweise Wert von 140 ms die Zeitkonstante des erwähnten Filters darstellt.

15 In Fig. 2 wird das für den Geräuschspannungsmesser gemäß Fig. 1 vorteilhafte Verfahren der Aufteilung der digitalen Ausgangssignale in Zeitblöcke schematisch dargestellt. Durch diese Zeitblockbildung vereinfacht sich sowohl die Erzeugung des Prüfsignals 101 als auch dessen Analyse nach Durchlaufen des Prüfobjektes 2. Zur Erzeugung des Prüfsignals 101 wird in dem Prüfsignalgenerator 1 ein einziger Zeitblock 101a berechnet, der n-mal vervielfältigt wird, so daß sich das Prüfsignal 101 aus n gleichen Zeitblöcken 101a zusammensetzt. Der letzte Zeitblock des Prüfsignals 101 ist dementsprechend in Fig. 2 mit 101n bezeichnet. Für die Analyse des mit Geräusch beaufschlagten Prüfsignals am Ausgang des Prüfobjektes 2, das in Fig. 2 mit 102 bezeichnet ist, wird bei einer bevorzugten Ausführungsform nur ein einziger Zeitblock, und zwar der letzte Zeitblock 102n der Zeitblocksequenz verwendet, da zumindest bei dem letzten Zeitblock die Annahme gerechtfertigt ist, daß das Prüfobjekt 2 auf das Prüfsignal 101 eingeschwungen ist. Der letzte Zeitblock 102n kann mit Hilfe des Fourier-Wandlers 3, der eine Fast-Fourier-Transformation durchführt, leicht in die Frequenzebene umgewandelt bzw. gefaltet werden, in der Frequenzebene mittels der Filter 4 bis 7 weiter bearbeitet und anschließend mittels

- 1 eines weiteren Fourier-Wandlers 8 in die Zeitebene rückgewandelt werden. Der resultierende Zeitblock 103 am Ausgang des Fourier-Wandlers 8 wird innerhalb des Spitzenwertgleichrichters vor einer Weiterverarbeitung zunächst
- 5 vervielfacht und die hierdurch entstandenen m -Zeitblöcke unter Bildung des Signals 104 zyklisch aneinandergefügt. Die Zahl m ist so gewählt, daß für die weiteren Analyse-
- 10 schritte in den Schaltungsblöcken 9 bis 11 gemäß Fig. 1 ein Signal 104 mit genügend großer Länge vorhanden ist.
- 15 Alternativ zu der vorstehend erläuterten Verwendung nur des letzten Zeitblockes 102n für die nachfolgende Analyse kann, wie in Fig. 3 veranschaulicht ist, folgende Vorgehensweise erfolgen: Zunächst wird in gleicher Weise wie gemäß Fig. 2 das Prüfsignal 101 durch Ver-
- 20 vielfältigung eines Zeitblockes 101a und dessen zyklische Aneinanderreihung gebildet. Das mit Geräusch ver- sehene Prüfsignal am Ausgang des Prüfobjektes 2, welches aus einer Folge diskreter Abtastwerte besteht,
- 25 wird nunmehr so unterteilt, daß zusätzlich zu der Zeitblocksequenz 102a bis 102n eine versetzte Zeitblocksequenz 102a' bis 102n' vorhanden ist. Die Zeitblöcke der versetzten Zeitblocksequenz bestehen jeweils zur Hälfte aus einem Zeitblock der nicht-versetzten Zeit-
- 30 blocksequenz 102a bis 102n und zur Hälfte aus dem darauffolgenden Zeitblock der nicht-versetzten Zeitblocksequenz 102a bis 102n. Für die anschließende Analyse werden sowohl von der nicht-versetzten Zeitblocksequenz 102a bis 102n als auch von der versetzten Zeitblock-
- 35 sequenz 102a' bis 102n' mehrere letzte Zeitblöcke verwendet.
- 40 Jeder dieser weiterverwendeten letzten Zeitblöcke sowohl von der nicht-versetzten Zeitblocksequenz 102a bis 102n als auch von der versetzten Zeitblocksequenz 102a' bis 102n' lassen sich nunmehr erstmals einer

1 Fensterung 13 im Zeitbereich in einer dem Fourier-Wandler 3 (Fig. 1) vorgeschalteten Verarbeitungsstufe unterziehen, um dann ebenfalls einzeln den Bearbeitungsschritten im Frequenzbereich (Blöcke 3 bis 8 in Fig. 1) unterzogen

5 zu werden, wie dies in Fig. 3 angedeutet ist. Bei der erwähnten Fensterung werden die Abtastwerte jedes betrachteten Zeitblockes mit einem Faktor multipliziert, welcher - über die Folge der Abtastwerte gesehen - beispielsweise einer Hanning-Kurve folgt. Bei der anschließenden Fast-Fourier-Transformation der so bewerteten Abtastwerte jedes betrachteten Zeitblockes ist sichergestellt, daß das aus den einzelnen, aneinander gereihten Blöcken bestehende Gesamt signal an den Blockgrenzen keine Sprungstellen aufweist, da dort die Hanning-Funktion die Werte Null besitzt. Durch die Gewähr fehlender Sprungstellen an den Blockgrenzen läßt sich eine störungsfreie Fast-Fourier-Transformation für die einzelnen Blöcke und damit für das Gesamt signal sicherstellen.

10

15

20 Von den in die Zeitebene rückgewandelten, einzelnen Zeitblöcken $106n-2$ bis $106n$ und $106n-2$ bis $106n'$ werden nur die Mittelteile verwendet und zu einem neuen Signal 107 zusammengefügt, das dann den weiteren Verarbeitungsschritten im Zeitbereich (Blöcke 9 bis 11 in Fig. 1) unterzogen wird. Die weiterverwendeten Mittelteile entsprechen denjenigen Abtastwerten, welche mit dem ebenen Teil der Hanning-Kurve gefenstert wurden, so daß die Abtastwerte des Signals 107 etwa gleiche Bewertungsfaktoren der Fensterung haben.

25

30

Der in Fig. 1 veranschaulichte Geräuschspannungsmesser läßt sich auf einfache Weise auch dahingehend modifizieren, daß anstelle von Quantisierungsrauschen das Leerkanalgeräusch gemessen werden kann. Wie hierzu aus

1 Fig. 4 hervorgeht, brauchen lediglich die Blöcke 5 und 6
 in Fig. 1 weggelassen und ein anderes Prüfsignal ver-
 wendet zu werden. Das dabei verwendete Prüfsignal ent-
 spricht dem dauernden Abtastwert "Null". Ansonsten er-
 folgen, wie aus einem Vergleich der Fign. 4 und 1 er-
 sichtlich ist, alle übrigen bereits erläuterten Analyse-
 schritte.

Um anstelle des Quantisierungsrauschen die Distortion
 10 zu messen, kann die in Fig. 5 dargestellte Abwandlung
 der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 vorgesehen werden.
 Wie aus einem Vergleich der Fign. 5 und 1 hervorgeht,
 werden die Blöcke 6 bis 11 in Fig. 1 durch einen Schal-
 tungsblock 14 ersetzt, in welchem die einzelnen Fre-
 15 quenzkomponenten des Signals am Ausgang des Filters 5
 quadratisch gemäß folgender Funktion gemittelt werden:

20

$$D = \frac{f_{k_1}^2 + f_{k_2}^2 + \dots + f_{k_m}^2}{f_{k_{URSPR}}}$$

wobei

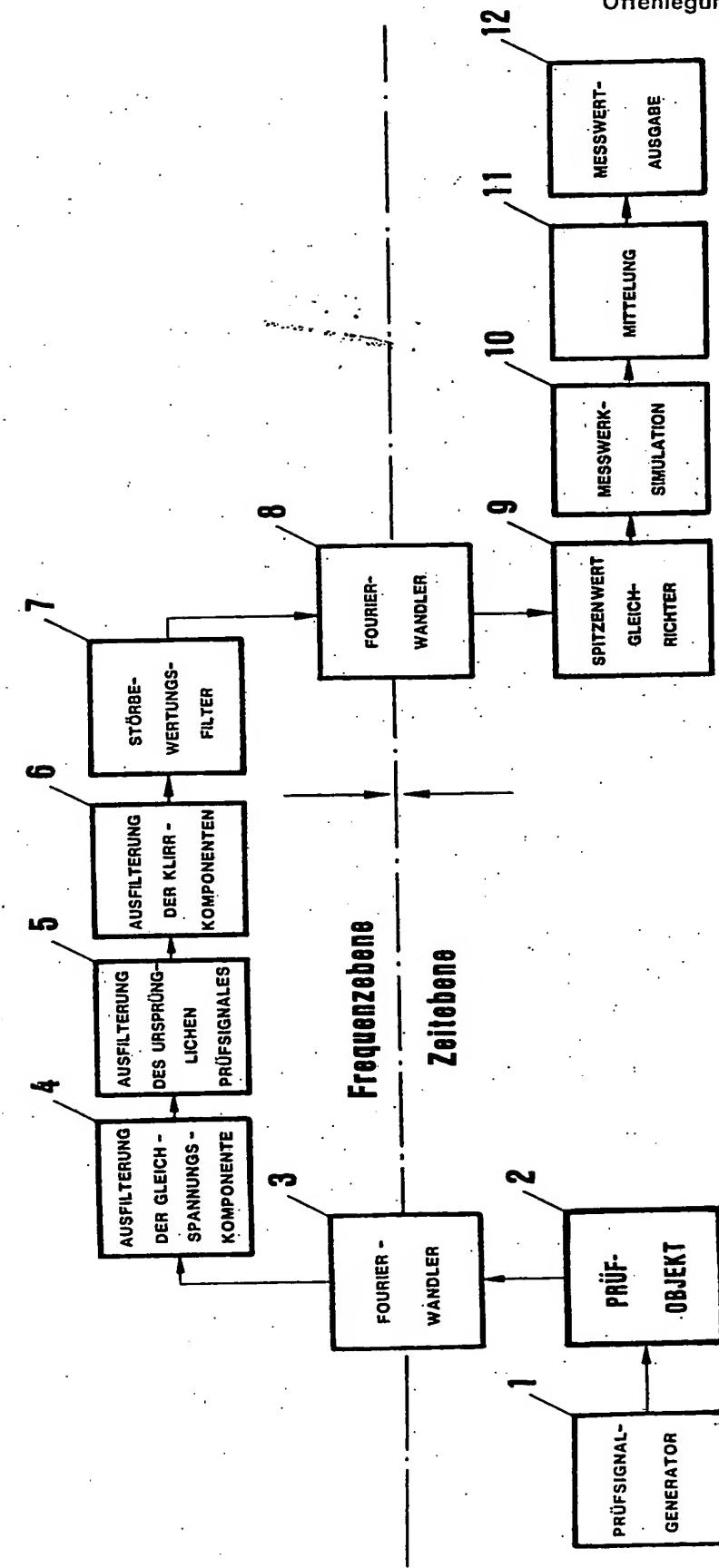
25 D den Distortions-Meßwert,
 f_{k_1} bis f_{k_m} die Frequenzkomponenten des Signals
 am Ausgang des Filters 5, und
 $f_{k_{URSPR}}$ die Frequenzkomponenten des ur-
 sprünglichen Prüfsignals am Aus-
 gang des Prüfsignalgenerators 1
 30

bezeichnen.

14
- Leerseite -

20.10.1985
19.
Nummer:
Int. Cl. 3:
Anmeldetag:
Offenlegungstag:

33 38 193
G 01 R 23/20
20. Oktober 1985
2. Mai 1985



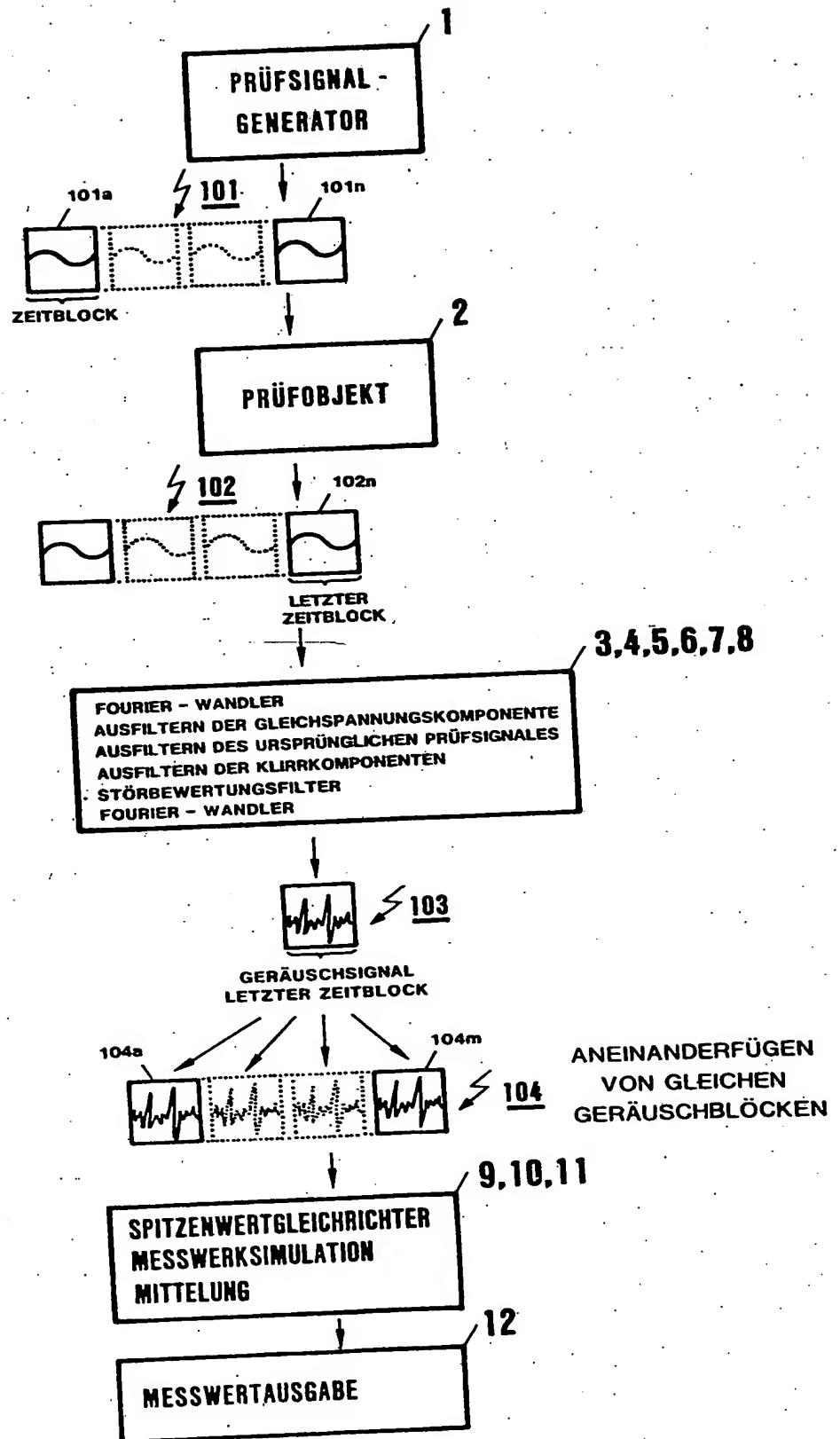


Fig. 2

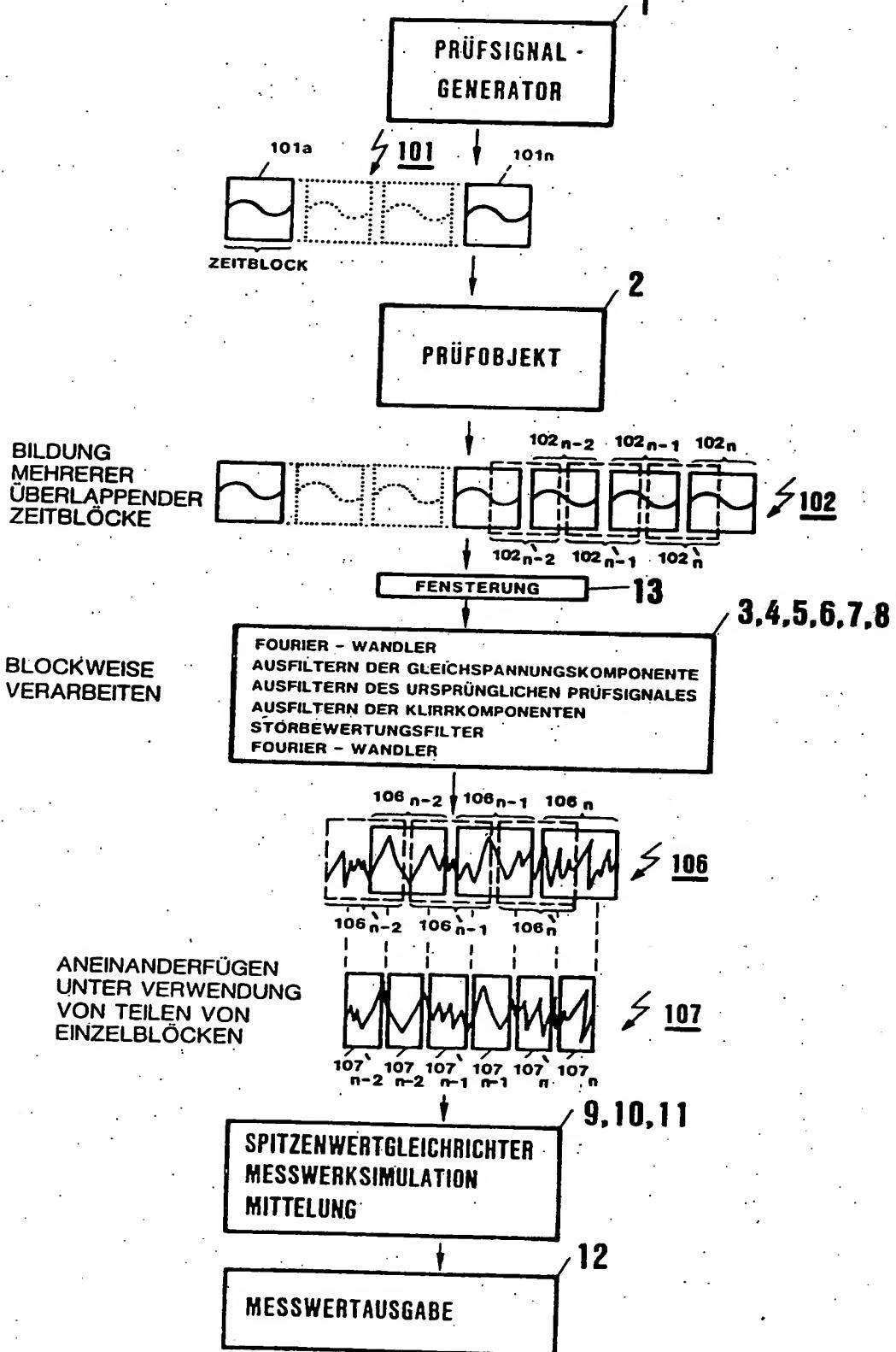
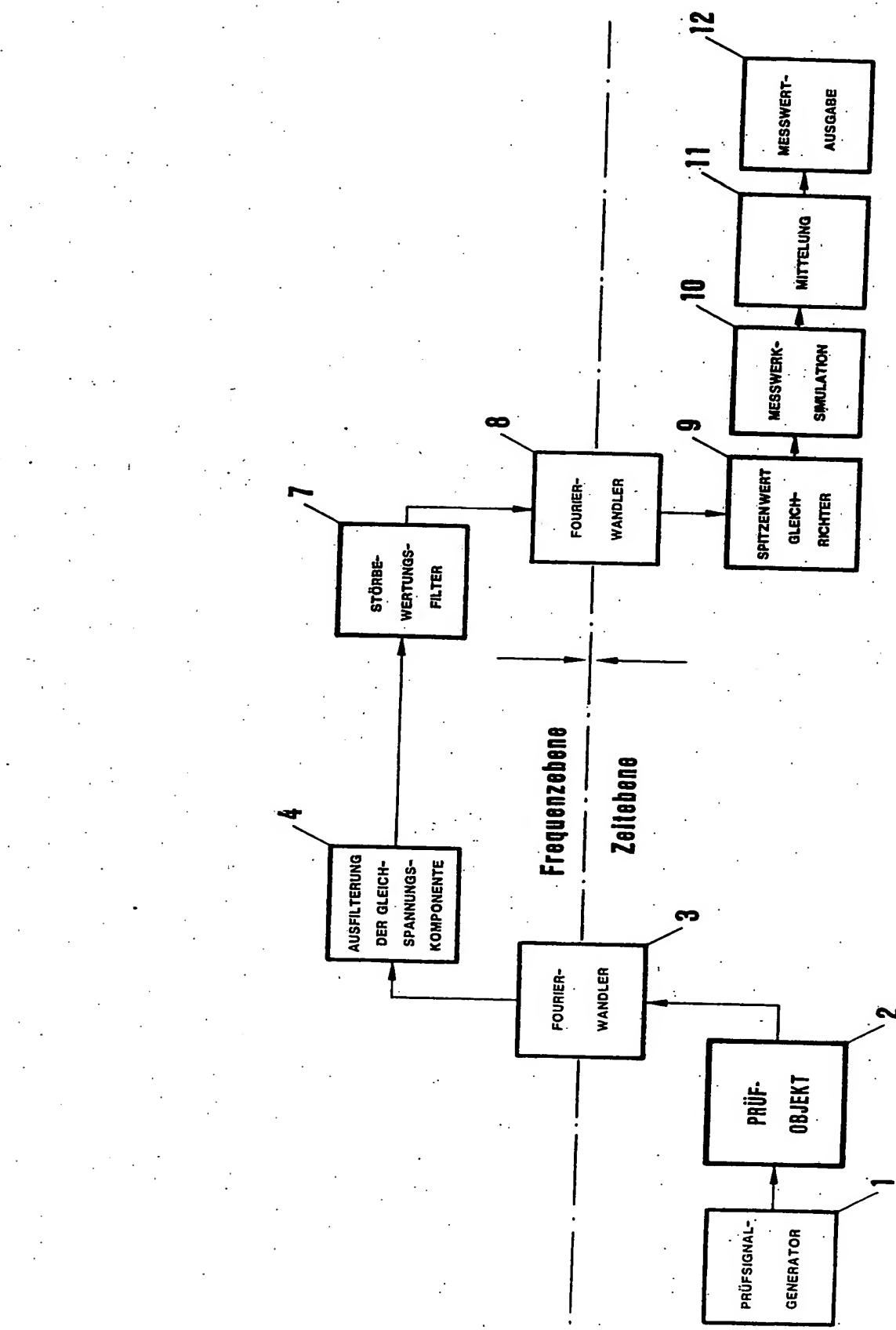


Fig. 3

Fig. 4



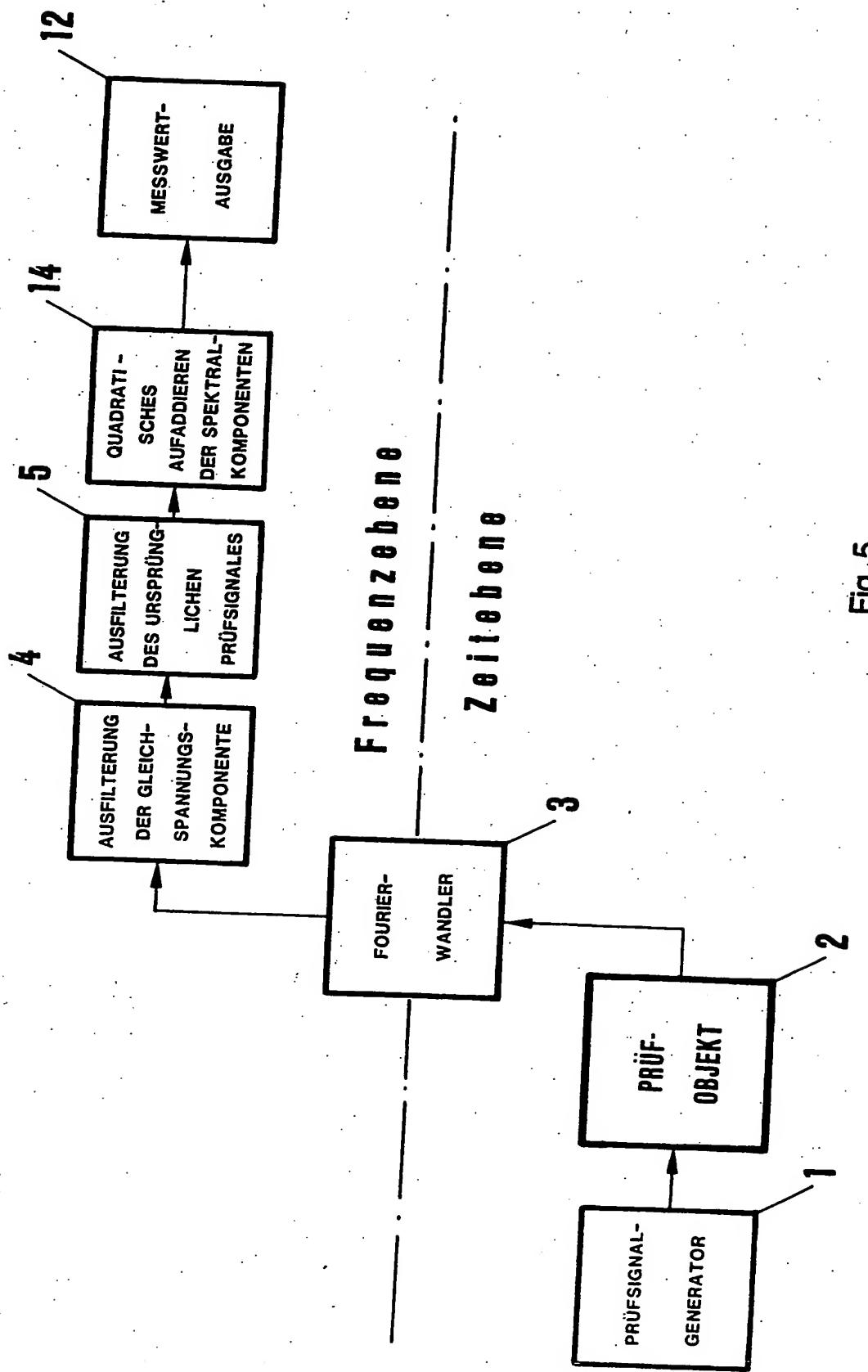


Fig. 5